

IV.

*

357 159

C. SMITH, W.L. 2



PATENTE DE INVENCION

a favor de

WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED - de naciona-
lidad norteamericana - con domicilio en 195 Broadway
NEW YORK (EE.UU.).,

por :

"Circuito discriminador"

-----:oO:-----

Memoria descriptiva



Este invento se refiere a un circuito discriminador.

En telefonía inalámbrica, radio móvil y otras comunicaciones es conveniente operar en banda estrecha de alta frecuencia, para atender al número mayor posible de canales de comunicación dentro de una gama de frecuencias. Es posible modular en frecuencia formas de onda hasta de 150 MHz en bandas de paso estrechas, como de 1 a 15 KHz necesarias para comunicación vocal. Sin embargo, la demodulación de esas señales moduladas en frecuencia es difícil y requiere aparatos complejos. Por ejemplo, los circuitos discriminadores sintonizados de inductancia-capacitancia anteriormente conocidos son útiles sólo con anchuras de banda de hasta un 1 % de la frecuencia de entrada. Por consiguiente, para utilizar plenamente la banda del discriminador para salidas de frecuencia vocal, las formas de onda de alta frecuencia moduladas en frecuencia, como las de 150 MHz, se han de convertir en frecuencia, en dos o más fases, en ondas de frecuencias más bajas, llamadas intermedias, como de 100 KHz, antes de aplicarlas al discriminador. Esto exige un equipo convertidor extracomplejo, y plantea problemas de sintonía y alineación.

Los citados problemas e inconvenientes se resuelven conforme al presente invento, mediante un circuito discriminador que comprende un cuerpo de cristal, y un primer electrodo montado en dicho cuerpo formando con el mismo un resonador de entrada, para responder a una señal de entrada modulada en frecuencia; electrodos segundo y tercero, montados en el mencionado cuerpo, para formar con el mismo resonadores de salida primero y segundo, acoplados al re-



sonador de entrada, el cual se halla sintonizado a una frecuencia particular, y los resonadores de salida están sintonizados a frecuencias respectivamente mayor y menor que la frecuencia particular citada, formando con el resonador de entrada respectivas bandas de paso; así como elementos de circuito que combinan sustractivamente las salidas del resonador de salida para formar una salida demodulada.

Una ventaja del presente invento consiste en aumentar la aptitud del resonador para trabajar en banda estrecha, disponiendo un acoplamiento entre los resonadores que permite obtener una forma de onda demodulada de salida correspondiente a una curva en S con banda de paso, haciendo los pares de electrodos con suficiente masa, y disminuyendo así el acoplamiento entre el resonador de entrada y cada uno de los resonadores de salida lo suficiente para formar con cada uno de éstos la banda de paso de frecuencia deseada.

Otra ventaja es que la configuración y las características del presente discriminador de banda estrecha lo hacen muy pequeño y sencillo, capaz de funcionar con circuitos de película delgada o de silicio monolítico.

Estas propiedades y ventajas del invento se comprenderán mejor por la siguiente descripción detallada, con referencia a los dibujos anexos, en los cuales :

La figura 1, es un esquema de un discriminador que comprende características del invento;

La figura 2, muestra la respuesta del discriminador monolítico expuesto en la figura 1;

La figura 3, es una perspectiva, con los espesores



algo exagerados, de la configuración de los electrodos y los conductores en la estructura cristalina de la figura 1;

Las figuras 4 y 5, son esquemas de redes equivalentes en celosía y escalonada del discriminador ilustrado en la figura 1;

Las figuras 6 y 7, son las curvas respectivas que muestran las reactivancias de las impedancias en serie y en diagonal de la figura 4, y las porciones reales de las impedancias de imagen respecto a la frecuencia impuesto por los circuitos de la figura 4, cuando los electrodos de la figura 1 no tienen sustancialmente masa;

Las figuras 8 y 9, son curvas indicativas de las reactivancias de las impedancias en serie y en diagonal de la figura 4, y las porciones reales de las impedancias de imagen respecto a la frecuencia desplegada por el circuito de la figura 4, cuando los electrodos de la figura 1 tienen masa conforme al invento;

La figura 10, es un diagrama de impedancia-frecuencia que ilustra las porciones positivas reales de las impedancias de imagen para las bandas de paso engendradas entre los resonadores de entrada y de salida en la figura 1, a nivel de los de salida; y

Las figuras 11, 12 y 13, son diagramas relativos a las proporciones entre la configuración del cristal y de los electrodos, útiles para construir el discriminador de la figura 1.

Los símbolos empleados en estas figuras tienen los siguientes significados :



- R = Reactancia.
F = Frecuencia.
II(R) = Impedancia imagen (real).
SE = Separación de electrodos.
5 EC = Espesor del cristal.
SF = Separación de frecuencias.
PC = Por ciento.
PB = Atenuación de placa.
DE = Distancia entre electrodos.
10 EP = Espesor de placa.

En la figura 1, un generador -8- de radio frecuencia o de frecuencia intermedia envía señales moduladas en frecuencia a electrodos opuestos -10- y -12- de un par de electrodos -14-, depositados sobre caras opuestas de un cuerpo o placa -16- de cristal de cuarzo. Con porciones
15 de esta placa -16-, los electrodos -10- y -12- forman un resonador de entrada -18-. La placa -16- acopla a dos resonadores de salida -20- y -22- la energía suministrada al resonador de entrada -18- por la fuente -8-. Los resonadores
20 de salida se forman depositando dos electrodos -24- y -26- en caras opuestas de la placa -16-, sobre un lado adyacente al resonador -18-, y depositando otros dos electrodos -28- y -30- sobre caras opuestas de la placa -16- sobre el
25 otro lado adyacente al resonador -18-. Las dimensiones y masas de los electrodos sintonizan el resonador -20- a una frecuencia f_{20} inferior a la frecuencia f_{18} del resonador de entrada -18-, y el resonador -22- a una frecuencia f_{22} superior a la frecuencia f_{18} referida. De este modo, la energía acoplada entre el resonador de entrada -18- y el



resonador -20- forma una banda de paso de sintonización escalonada, y la acoplada al resonador -22- forma otra banda de paso en sintonía escalonada, que no coincide con la primera.

5 Dos diodos -32- y -34- demodulan la salida en el resonador -20-. Después de filtrar por un condensador -36- la salida demodulada aparece a través de una resistencia de carga -40-. La porción negativa de la señal en la resistencia -40- se presenta en el lado no conectado a tierra. De este modo, la respuesta a la transmisión de tensión-frecuencia a través de la resistencia -40- corresponde a la curva A de la figura 2. Un par de diodos -42- y -44- demodulan la señal que aparece en el resonador -22-. Después de filtrada por el condensador -46-, la señal aparece a través de la resistencia -48-, de modo que el lado positivo de la resistencia -48- es el opuesto al lado puesto a tierra. La respuesta a la transmisión de tensión-frecuencia de salida a través de la resistencia -48- corresponde a la curva B de la figura 2. Las tensiones positiva y negativa a través de las resistencias -40- y -48- aparecen en relación sustractiva, por estar sumadas. Una salida de frecuencia demodulada aparece a través de una carga -50-, entre el lado positivo de la resistencia -48- y tierra. Esto corresponde a la suma de las curvas A y B, y aparece como respuesta C convencional de curva en S en la figura 2.

En la figura 3 se expone el conjunto del cuerpo de cristal -16- y los electrodos -24-, -26-, -10-, -12-, -28- y -20-. Los conductores -52- llevan la corriente a los



electrodos, cuyos espesores se han exagerado para mayor claridad, así como los de los conductores y de la placa. La fuente -8- suministra energía a los electrodos -10- y -12- a la frecuencia fundamental del modo de corte o de torsión en espesor del cuerpo de cristal -16-, según el corte de éste. En la figura 1 se ha expuesto una placa de cristal -16- de corte AT. Así, la energía hace vibrar piezoelectricamente el cuerpo en el modo de corte en espesor. Las vibraciones son percibidas por los electrodos -24- y -26-, así como por los -28- y -30-.

El grado en que las vibraciones inducidas piezoelectricamente en la placa -16-, entre los electrodos -10- y -12-, se acoplan a través de esa placa a los resonadores de salida -20- y -22-, depende de las masas de los electrodos y de las distancias entre los resonadores respectivos. En las figuras 1 y 3, los electrodos -10-, -12-, -24-, -26-, -28- y -30- tienen suficiente masa para producir una apreciable fijación o retención de energía. Esta carga de masa de los electrodos concentra la amplitud de las vibraciones impuesta por la fuente -8- en las zonas de la placa -16- comprendidas entre los electrodos de cada resonador, y reduce exponencialmente la amplitud de la vibración en la placa -16- a medida que aumenta la distancia desde cada par de electrodos. La carga de masa en las figuras 1 y 3 es suficiente para disminuir la amplitud de la vibración de manera que los bordes del cuerpo no influyan significativamente en el funcionamiento. Las condiciones de carga de masa y retención de energía difieren de las del cuerpo cristalino ligeramente cargado o sin electrodos. En este último



caso, la amplitud de la vibración disminuye sinusoidalmente desde un máximo en el punto de aplicación de la energía, y es apreciable en todo el cuerpo del cristal, incluidos los bordes.

5 Al mismo tiempo, en las figuras 1 y 3, la distancia del par de electrodos -10- y -12- al par -24- y -26- así como al par -28- y -30- es tal que sitúa los resonadores -18- y -20- y los resonadores -18- y -22- en sus respectivas regiones acústicas, es decir, donde todavía influyen significativamente uno en otro, de modo que la energía es conducida o infiltrada eficazmente entre ellos. Sin embargo, la distancia entre los respectivos electrodos de los resonadores -20- y -22- es suficiente, en atención a la carga de masa, para desacoplar estos resonadores.

15 Los electrodos de la figura 1 tienen suficiente masa para reducir las frecuencias resonantes de los respectivos resonadores -18-, -20- y -22- desde la frecuencia del modo fundamental de corte o de torsión en espesor, según el caso, de la placa -16- sin electrodos, a los tres valores consecutivos necesarios para formar las dos bandas de paso sustractivas. La disminución fraccional o porcentual de la frecuencia resonante desde el modo fundamental de corte o de torsión en espesor de una placa sin electrodos, por medio de carga de masa, se denomina atenuación de placa, y es una medida conveniente de la masa del electrodo. Cuando se cargan varios electrodos en el cuerpo, la atenuación de placa tiende a disminuir los efectos resonantes simples y compuestos a lo largo del eje de frecuencias. Las atenuaciones de placa de 0,3 a 3 % son úti-



les en el medio de la figura 1.

La combinación de la carga de masa de los electro-
dos para sintonizarlos y crear las condiciones que redu-
cen el acoplamiento, y la separación de los resonadores
5 para compensar el efecto de la carga de masa, o la combi-
nación de la carga de masa de los electrodos para sintoni-
zarlos y acoplarlos, y acomodar un espaciado particular,
determinan las bandas de paso entre el resonador de entra-
da y cada uno de los de salida. Esto forma la curva en S
10 ilustrada en la figura 2.

Los acoplamientos entre el resonador de entrada
-18- y los respectivos resonadores de salida -20- y -22-
son suficientemente pequeños para vencer los efectos de
las capacidades parásitas en derivación formadas por el
15 metal de los electrodos en cada resonador. Los acopla-
mientos son además suficientemente pequeños para estre-
char las bandas de paso de las respuestas individuales in-
dicadas por las curvas A y B a la medida deseada.

En una forma de realización del invento, los com-
20 ponentes tienen los valores indicados a continuación. El
discriminador tenía una frecuencia central aproximada de
15.040 MHz. Los resonadores -18-, -20- y -22- de la es-
tructura estaban ajustados mediante atenuación de placa
suficiente a las frecuencias de $f_{18} = 15.040$ MHz, $f_{20} =$
25 15.035 MHz, y $f_{22} = 15.045$ MHz, respectivamente. Cada
resonador tenía una inductancia del orden de 20 mh.

Resistencias -40-, -48-	= 6,8 k.
Condensadores -36-, -46-	= 200 pf
Diodos -32-, -34-, -42-, -44-	= 458 C



	Corte de la placa -16-	= AT
	Espesor de la placa -16-	= 0,107 mm.
5	Frecuencia fundamental del modo de corte en espesor de la placa -16-	= 15.250 MHz
	Material de la placa -16-	= Cuarzo de corte AT
	Atenuación de placa del resonador -18-	= 210 kHz (1,39%)
10	Atenuación de placa del resonador -20-	± 215 kHz (1,43%)
	Atenuación de placa del resonador -22-	= 205 kHz (1,36%)
	Dimensiones de los electrodos -18-, -20- y -22-	= 1,30 x 1,65 mm.
15	Distancias entre electrodos	= 0,42 mm.
	Impedancia de carga de cada línea	= aprox. 1,7 k efect.
	Coefficientes de acoplamiento entre los resonadores	= $7,5 \times 10^{-4}$.

20 La forma en que los acoplamientos dependientes de la atenuación de placa proporcionan las respuestas buscadas puede apreciarse considerando las impedancias de imagen provistas por la red equivalente de sólo dos resonadores, como el de entrada -18- juntamente con el de salida

25 -20-, por ejemplo, de la placa -16-. Se supone inicialmente y para simplificar que los resonadores -18- y -20- están sintonizados a la misma frecuencia. Para esta estructura dual de resonadores, la figura 4 es el circuito equivalente de celosía. La red escalonada equivalente está



en la figura 5, donde los tres condensadores C_m representan el equivalente eléctrico del acoplamiento acústico entre los resonadores -18- y -20-. Los dos circuitos están relacionados entre sí por las siguientes ecuaciones :

5

$$C_{1B} = \frac{C_{10}}{1 + \frac{C_{10}}{C_m}}$$

10

$$C_{1A} = \frac{C_{10}}{1 - \frac{C_{10}}{C_m}}$$

Los valores C_{10} y L_{10} son tales que la frecuencia fundamental del modo de corte en espesor es igual a

$1/2 \sqrt{L_{10} C_{10}}$ por cada resonador no acoplado separado.

El valor de L_{10} es función del espesor de la placa de cristal -16- y de la configuración de los electrodos -10-, -12- y -24-, -26-. C_0 es la capacidad de cada par.

20

El circuito equivalente de celosía es el más fácil de analizar. En la figura 4, cuando se suministra energía a los electrodos -10- y -12-, a la frecuencia fundamental del modo de corte en espesor o próxima a ella, y se considera un solo resonador de salida, como el -20-, el circuito funciona como si constase de dos pares de impedancias resonantes Z_A y Z_B . Estas impedancias sirven para determinar el valor de la impedancia imagen Z_i , que, para la estructura de celosía de la figura 4, es igual a la raíz cuadrada de $Z_A Z_B$. Como la placa de cristal tiene un Q consi-

25



derable, los valores de las impedancias Z_A y Z_B se componen casi exclusivamente de sus reactancias X_A y X_B ; de este modo, la impedancia imagen Z_i es igual a la raíz cuadrada de $X_A X_B$.

5 En estructuras de cristal con dos pares de electrodos sin carga de masa, y donde la energía excita todo el cuerpo cristalino, las reactancias X_A y X_B de las impedancias Z_A y Z_B varían con la frecuencia, como se indica en la figura 6. La reactancia X_A varía desde un valor negativo
10 bajo, debido a las capacidades en Z_A , pasando por cero, a una frecuencia resonante inferior f_1 cuando la capacidad C_{1A} resuena con la inductancia L_{10} . La reactancia X_A continúa hasta un valor positivo elevado cuando la inductancia L_{10} resuena con ambos condensadores C_{1A} y C_0 . A la frecuencia
15 f_2 , la reactancia cambia desde un valor inductivo positivo elevado hasta un valor capacitivo negativo también alto; esto se conoce por frecuencia antirresonante f_2 . Al aumentar la frecuencia, la reactancia capacitiva reinante disminuye hasta cero. La reactancia X_B sigue una curva similar, con una frecuencia resonante f_3 y una frecuencia anti-
20 rresonante f_4 . Las frecuencias resonantes f_1 y f_3 están separadas por el efecto de acoplamiento, a pesar de hallarse sintonizadas a la misma frecuencia cuando funcionan cada una por sí sola.

25 Como X_A y X_B son números imaginarios, es decir, que son iguales a jX'_A y jX'_B , su producto es negativo si llevan signos iguales, pero es positivo si llevan signos opuestos. La raíz cuadrada de un número positivo es real. Así, en las regiones de frecuencia en que X_A y X_B aparecen en



lados opuestos de la abscisa, la estructura cristalina muestra impedancias imagen R_1 positivas reales, que se indican en la figura 7, las cuales se extienden respectivamente a través de los márgenes resonante a antirresonante f_1 a f_2 inferior y f_3 a f_4 superior. Según las impedancias de la red de carga, la estructura de cristal transmite energía principalmente a lo largo de los márgenes positivos reales de impedancia imagen.

Dando suficiente masa a los electrodos -10-, -12-, -24-, -26-, -28- y -30-, la energía de corte se concentra en la placa -16- entre los electrodos de los resonadores respectivos -18- y -20-, de modo que la placa -16- vibra con amplitud muy decreciente por fuera del volumen entre los electrodos. No se permite que llegue energía apreciable a los límites de esa placa, y además, tampoco alcanza el resonador -22- desde el resonador -20-. Tal carga de masa de las placas produce los tres resonadores separados. igualmente, sólo se consideran los resonadores -18- y -20-, y colocados en el campo vibratorio efectivo recíproco, funcionan a semejanza de un transformador sintonizado. Controlando sus distancias y la masa de los pares de electrodos, se regula la banda o espectro por donde la energía del sistema de los electrodos -10-, -12- pasa al de los electrodos -14-, -16-. Esto equivale a controlar el acoplamiento representado por los condensadores C_m en la figura 5.

Como se aprecia en la figura 5, reduciendo el acoplamiento entre las regiones con electrodos aumenta el valor de C_m . En consecuencia, disminuye el cociente C_{10}/C_m



en las ecuaciones para los valores C_{1B} y C_{1A} . Esto aumenta el denominador para C_{1A} , y disminuye el correspondiente a C_{1B} . Como resultado el valor de C_{1A} disminuye y el valor de C_{1B} aumenta. Así, las frecuencias resonantes f_1 y f_3 se aproximan entre sí y a las frecuencias a que cada resonador está sintonizado por su atenuación de placa. Para simplificar, se supone que los resonadores están sintonizados por la atenuación de placa a la misma frecuencia. Las frecuencias resonantes f_1 y f_3 se aproximan bastante para que aparezcan como muestra la figura 8, donde las dos reactancias separadas X_A y X_B de las impedancias Z_A y Z_B siguen trayectos similares al indicado en la figura 6. Sin embargo, la carga de masa y la separación hacen que se superpongan los campos resonante a antirresonante f_1 a f_2 y f_3 a f_4 . Entonces la frecuencia resonante f_3 en la curva X_B cae entre la frecuencia resonante f_1 y la antirresonante f_2 . Las impedancias de imagen reales resultantes Z_i aparecen en líneas llenas en la figura 9. Por consiguiente, los resonadores -18- y -20- de la placa -16- con carga de masa, suponiendo que la carga de masa sea igual en ambos, muestran las características de impedancia imagen ilustradas en la figura 9. Se forman impedancias imagen similares acoplando los resonadores -18- a -22-. Estas impedancias de imagen reales se producen en una primera banda de frecuencias, donde la impedancia sube desde cero a un valor pequeño, como de 100 ohms, y vuelve luego a cero al aumentar la frecuencia, y una segunda banda donde la impedancia comienza por un valor sustancialmente infinito, desciende a un mínimo y sube de nuevo hasta un valor sustan-



cialmente infinito al aumentar la frecuencia. Esto se expone en la figura 9 por medio de curvas en línea continua. Aquí, la curva de resistencia aparente varía desde cero a un valor máximo Z_0 , y vuelve a cero en una banda de frecuencias entre f_1 y f_3 . En una banda de frecuencias entre f_2 y f_4 , el valor de la resistencia de la impedancia imagen varía desde infinito a un mínimo Z_m , y vuelve a infinito. Al seguir disminuyendo el acoplamiento entre los resonadores, las impedancias imagen cambian a las indicadas por las curvas de trazos en la banda f'_1 a f'_3 y f'_2 a f'_4 . Si el acoplamiento es bastante pequeño, la diferencia de impedancia entre el máximo intermedio Z_0 de una banda y el mínimo intermedio de la otra banda es de varios órdenes de magnitud. La figura 9 muestra una diferencia menor, por razones de claridad; sin embargo, debe entenderse que esto representa asimismo diferencias mayores.

La banda de paso obtenida a consecuencia de terminar el resonador de salida -20- con cualquier impedancia R , se aproxima al mínimo más bajo asequible a cualquier frecuencia en que la impedancia imagen concuerde con la impedancia terminal. Con cualquier frecuencia, a mayor discordancia corresponde la menor transmisión. Así, cuando el resonador de salida -20- termina con una impedancia R próxima al margen de impedancia imagen en una banda de frecuencia, y lejos del margen de impedancia imagen en la otra banda, se produce una respuesta de transmisión, en la banda entera de frecuencias, con sólo pérdidas considerables en el margen remoto de frecuencias. Esto anula sustancialmente el efecto del margen remoto de frecuencia.



En el caso de la figura 7, cualquiera que sea el valor de la impedancia R, existen pérdidas pequeñas cerca de las frecuencias en que R cruza R_1 . Así, con todos los valores de R, la respuesta de transmisión tiene dos
5 bandas de pérdidas pequeñas separadas por una banda de pérdidas grandes.

Conforme al invento, los electrodos -10-, -12-, -24-, -26-, -28- y -30- tienen suficiente masa y están bastante separados para que el resonador -18- forme con el resonador -20-, y por separado con el resonador -22-, características de impedancia imagen dentro del margen de las figuras 8 y 9 más bien que en el de las figuras 6 y 7. También están suficientemente desacoplados para impedir un acoplamiento importante entre los resonadores -20- y -22-. Sin
10 embargo, en la figura 1, las masas de los electrodos están ajustadas de manera que las bandas de paso entre los resonadores -18- y -20- se hallan desviadas de las de los resonadores -18- y -22-; es decir, que la atenuación de placa de los electrodos en el resonador -22- es menor que en el
15 resonador -18-, y en el resonador -20-, mayor que en el -18-, como se ve en la figura -10-. Desplaza hacia abajo la curva de impedancia imagen C-18-20 de los resonadores acoplados -18- y -20-, según se observa desde el resonador de salida -20-, y hacia arriba la curva de impedancia imagen
20 C-18-22 de los resonadores acoplados -18- y -22-, según se observa desde el resonador de salida -22-, respecto al eje de frecuencias; además, altera la simetría de las curvas. Las frecuencias f_{18} , f_{20} y f_{22} representan las frecuencias a las que están sintonizados los resonadores cuando están
25



desacoplados. Estando acoplados en cada caso, las frecuencias se separan a los valores f'_{18} y f'_{20} para la curva C-18-20 y f''_{18} , f''_{20} para la curva C-18-22. Terminando efectivamente los resonadores de salida -20- y -22- con impedancias bajas, como $2Z_0$, las bandas de paso quedan en sustancia como indica la figura 2; El generador -8- tiene también una impedancia reducida. Los efectos de las impedancias imagen elevadas entre las frecuencias f_2 y f_4 son eliminadas por la discordancia. El valor de impedancia $2Z_0$ origina una banda de paso de Gauss.

En las figuras 11, 12 y 13 se expone un ejemplo de curvas para una estructura como la CR, que funciona en modo fundamental de corte en espesor y que sirve para construir la estructura de cristal de la figura 1.

La estructura cristalina de la figura 1 se elabora eligiendo primero las anchuras de banda B_w de cada banda de paso A y B próximas a las frecuencias intermedias escogidas f_m (o sea, alrededor de f_{20} y f_{22}). Las anchuras de banda B_w se eligen de manera que sean iguales a la desviación entre picos de la señal modulada de entrada. B_w debe ser inferior a 0,2 % de f_m , a fin de asegurar el funcionamiento en el margen de baja impedancia de -9-. De las curvas de las figuras 11, 12 y 13 se deduce un tamaño de electrodo y una atenuación de placa apropiada del electrodo central -19- (de 0,3 a 3 %). Cuando es t el espesor de placa y r la anchura de los electrodos, suele hacerse r/t igual a 12, aunque en la práctica sirve cualquier valor entre 6 y 20. Un valor de $15t$ se elige en general como longitud de los electrodos, normal al eje de acoplamiento, para suprimir bien



otros modos. La frecuencia fundamental f del modo de corte en espesor se determina de manera que corresponda a la atenuación de placa elegida P_B , a partir de la fórmula

5
$$P_B = \frac{f - f_m}{f}, \text{ donde } f_m = f_{18}$$

$$f = \frac{f_m}{1 - P_B}$$

10 La manufactura comienza cortando una placa -16- de un cristal de cuarzo con la orientación cristalográfica deseada, como un corte AT. La placa se pule y se ataca hasta un espesor t que corresponde a la frecuencia índice fundamental f del modo de corte o de torsión en espesor, como de costumbre. En general, el espesor es inversamente proporcional a la frecuencia deseada. Se colocan plantillas en cada cara de la placa de cristal, con rebajos para depositar los seis electrodos. La configuración de éstos se determina a base de las anchuras de banda deseadas y de la atenuación de placa conveniente.

20 La separación adecuada d entre los electrodos se puede determinar partiendo de las gráficas de las figuras 11, 12 ó 13, que muestran las variaciones porcentuales de anchura de banda para diversas relaciones entre separación de electrodos y espesor de placa, y para distintas atenuaciones de placa así como para diferentes valores de r/t .

25 Para obtener las atenuaciones de placa elegidas, se deposita oro o níquel por galvanización o un procedi-



miento análogo, en capas, a través de las plantillas, a fin de hacer posibles las conexiones y conseguir alrededor de la mitad de la atenuación total de placa deseada. Se aplica energía a los electrodos de alta frecuencia -28- y -30-, y se añade masa a los electrodos hasta obtener una desviación correspondiente a la atenuación total de placa deseada. Esto se hace mientras el par no resuene a la frecuencia f_{22} . La operación se repite para los electrodos -10- y -12-, y luego para los electrodos -24- y -26-. Durante el tratamiento de los pares segundo y tercero, puede ser necesario obviar el efecto de los pares primero y segundo terminando inductivamente estos pares primero y segundo; entonces deben prevalecer las anchuras de banda deseadas. Luego se calculan o miden las respuestas del resonador acoplado, para determinar los valores de Z_0 de cada par. Después se eligen las impedancias de carga de cada par, aproximadamente $2Z_0$. Esto proporciona una respuesta gaussiana, más bien que una respuesta de banda plana, para cada par de resonadores.

El desacoplamiento es tal que el valor de $2Z_0$ sigue siendo suficientemente distante de la impedancia imagen mínima Z_m en la figura 9 para eliminar efectivamente la respuesta de transmisión entre las frecuencias f_2 y f_4 . También se logra esto con impedancias terminales inferiores a $2Z_0$. Puede decirse, en efecto, que, según una modalidad del invento, el acoplamiento entre los resonadores -18- y -20- y entre -18- y -22- es suficientemente bajo y que las impedancias de entrada y terminal en los resonadores son suficientemente bajas para conseguir sólo una banda de paso.



Aunque se han descrito con detalle varias formas de realización del invento, los entendidos en la materia comprenderán que es posible llevarlo a cabo de otro modo, dentro de su espíritu y alcance.

5

N O T A

Se reivindica como objeto de la presente patente:

1. - Circuito discriminador, caracterizado por un
10 cuerpo de cristal; un primer sistema de electrodos monta-
do en el cuerpo, con el cual forma un resonador de entra-
da para responder a una señal de entrada modulada en fre-
cuencia; sistemas de electrodos segundo y tercero montados
asimismo en el cuerpo de cristal, para formar con él dos
15 resonadores de salida primero y segundo conectados al re-
sonador de entrada; estando dicho resonador de entrada sin-
tonizado a una frecuencia particular, y los resonadores de
salida sintonizados a frecuencias respectivamente mayor y
menor que dicha frecuencia particular y formando con el
20 resonador de entrada bandas de paso respectivas; y ele-
mentos de circuito para combinar sustractivamente la sali-
da de los resonadores de salida y formar así una salida
demodulada.

2. - Circuito discriminador según la reivindica-
25 ción 1, caracterizado porque el primer sistema de electro-
dos está distanciado de cada uno de los electrodos segun-
do y tercero; dichos electrodos tienen carga de masa, y
los elementos del circuito tienen una impedancia suficien-
temente baja para que en cada uno de los resonadores de



salida no haya más que un pico de respuesta.

3. - Circuito discriminador según la reivindicación 1, caracterizado porque los sistemas de electrodos están distanciados entre sí y tienen masas suficientes para limitar el acoplamiento entre el resonador de entrada y cada resonador de salida, de modo que la curva de frecuencia de la impedancia imagen tenga una impedancia intermedia máxima a una de las frecuencias.

4. - Circuito discriminador según la reivindicación 1, caracterizado porque los sistemas de electrodos, para efectos capacitivos, están distanciados entre sí y tienen masas suficientes para limitar el acoplamiento entre los resonadores, a fin de superar los efectos capacitivos y formar entre el resonador de entrada y cada uno de los resonadores de salida una curva de impedancia imagen que tiene una impedancia intermedia máxima real e impedancias extremas cero.

5. - Circuito discriminador según la reivindicación 1, caracterizado porque los sistemas de electrodos de los resonadores tienen masas a la frecuencia a que está sintonizado cada resonador.

6. - Circuito discriminador según la reivindicación 1, caracterizado porque cada uno de los sistemas de electrodos comprende dos electrodos opuestos entre sí, en lados opuestos del cuerpo de cristal.

7. - Circuito discriminador.

Esta memoria consta de veintiuna páginas, escritas por una sola cara.

BARCELONA, 31 de julio de 1968.

P. A.



FIG. 1

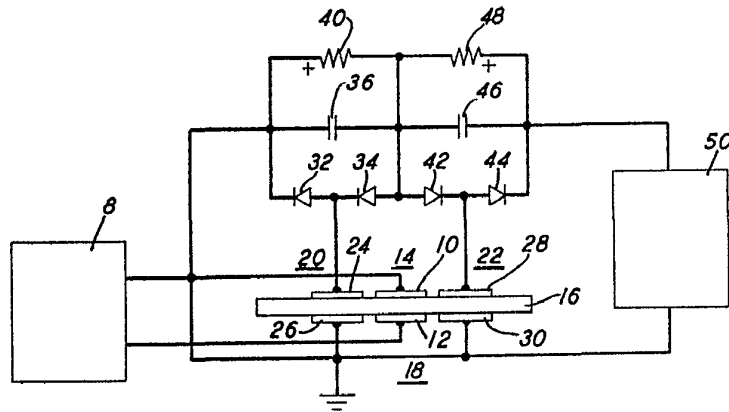


FIG. 2

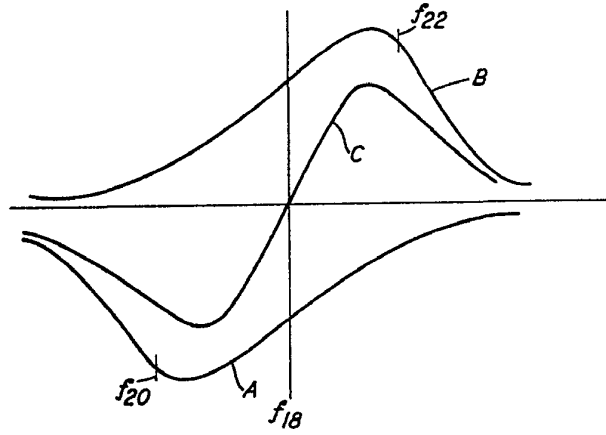
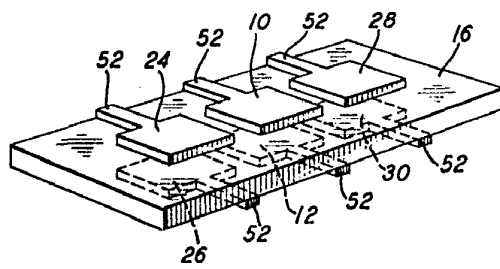


FIG. 3



FOR AUTHORIZATION

[Handwritten signature]

FIG. 4

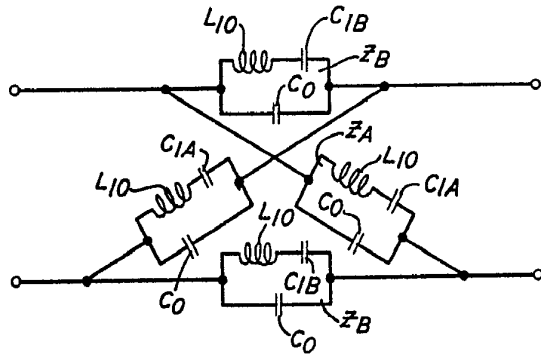


FIG. 5

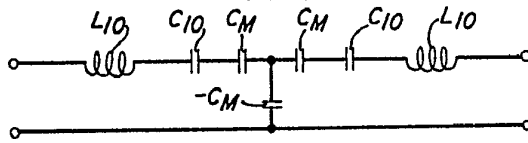


FIG. 6

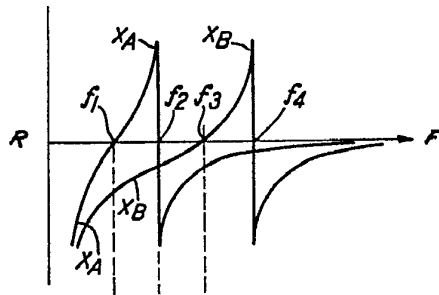
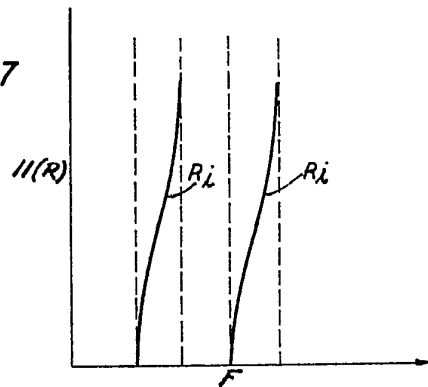


FIG. 7



FOR AUTORIZACION.



31



FIG. 8

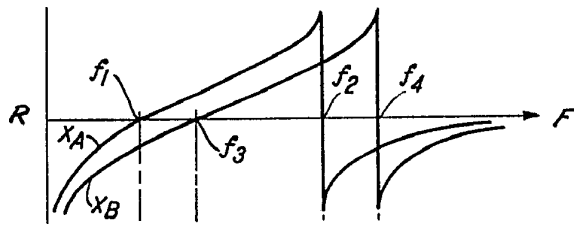


FIG. 9

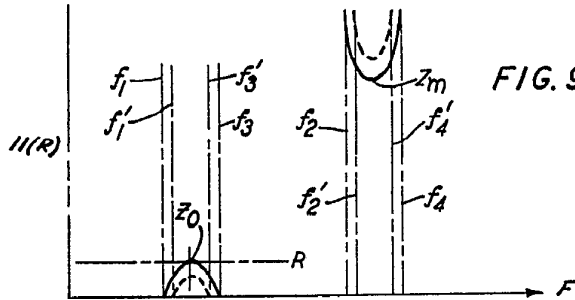


FIG. 10

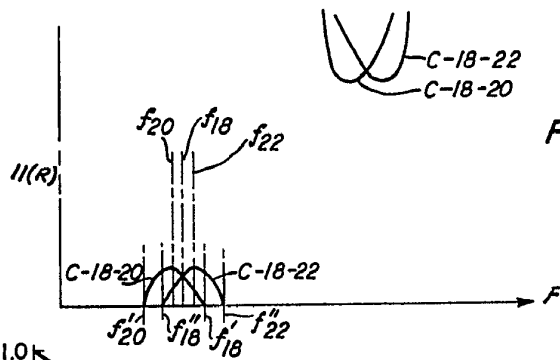
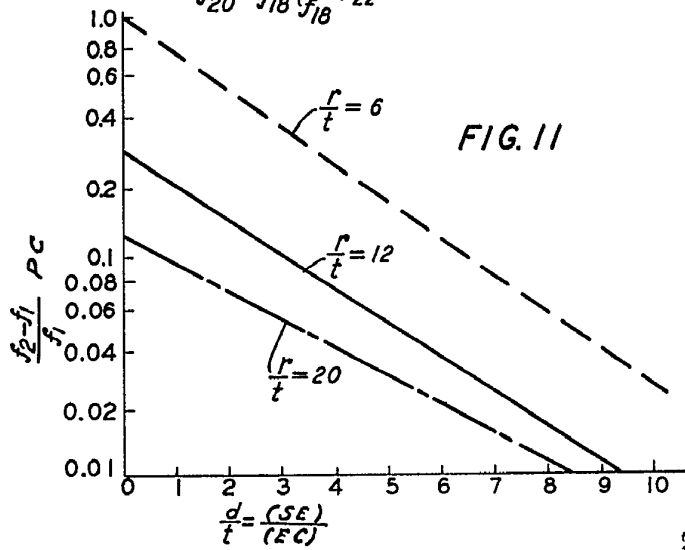
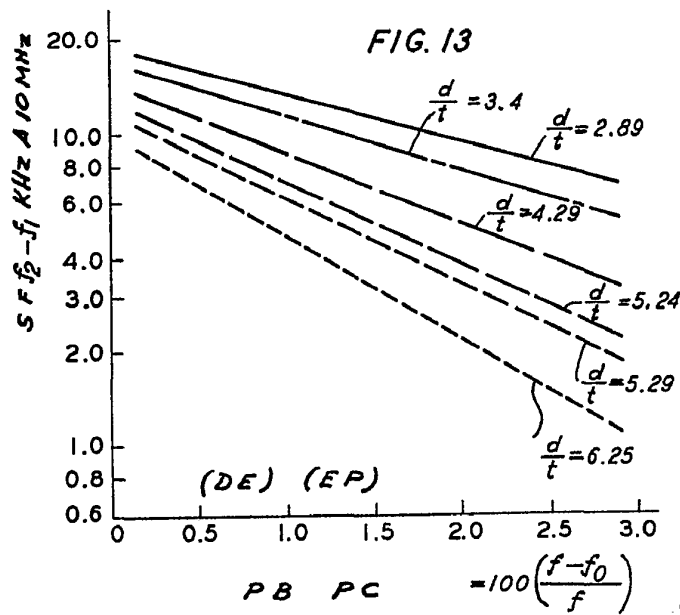
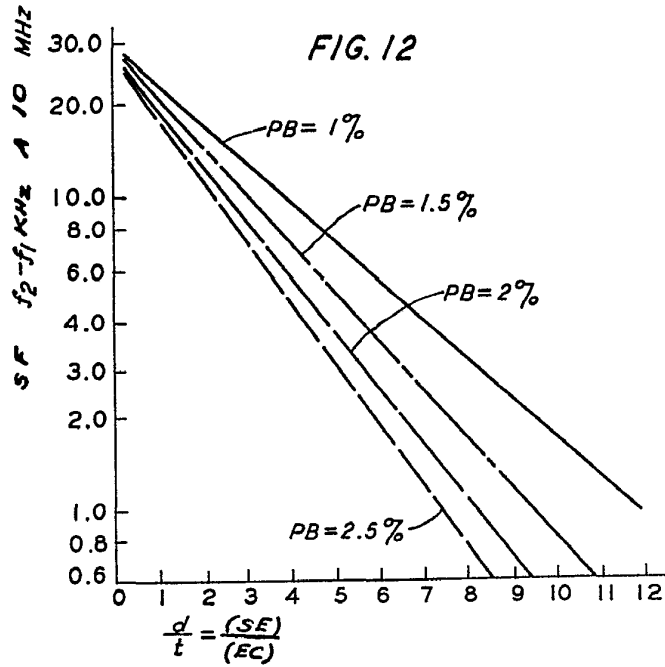


FIG. 11



POR AUTORIZACION



FOR AUTORIZACION:

[Handwritten signature]